

10/538520

JP2004/016136

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

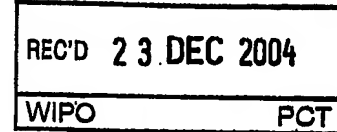
01.11.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2003年11月20日

出願番号  
Application Number: 特願2003-390560  
[ST. 10/C]: [JP2003-390560]



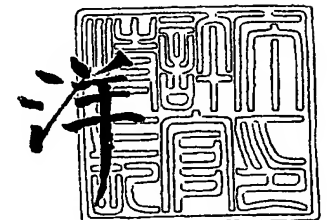
出願人  
Applicant(s): アンリツ株式会社

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年12月13日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小川



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2004-3113586

【書類名】 特許願  
【整理番号】 101742  
【あて先】 特許庁長官殿  
【発明者】  
    【住所又は居所】 神奈川県厚木市恩名 1 8 0 0 番地 アンリツ株式会社内  
    【氏名】 望月 健  
【特許出願人】  
    【識別番号】 000000572  
    【氏名又は名称】 アンリツ株式会社  
    【代表者】 塩見 昭  
【代理人】  
    【識別番号】 100079337  
    【弁理士】  
    【氏名又は名称】 早川 誠志  
    【電話番号】 03-3490-4516  
【手数料の表示】  
    【予納台帳番号】 043443  
    【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
    【物件名】 特許請求の範囲 1  
    【物件名】 明細書 1  
    【物件名】 図面 1  
    【物件名】 要約書 1  
    【包括委任状番号】 9712293

**【書類名】 特許請求の範囲****【請求項 1】**

被測定信号を直交 2 信号に変換する直交信号生成手段 (22) と、  
前記直交 2 信号によって決まる瞬時位相を所定範囲内で求める瞬時位相算出手段 (23)  
と、  
前記瞬時位相の差分値を検出する差分値検出手段 (24) と、  
前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して連続性を確保する不連続補正手段 (25)  
と、  
前記不連続補正手段によって連続性が確保された差分値から直流成分を除去する直流分  
除去手段 (26) と、  
前記直流成分が除去された差分値を積算して、被測定信号のジッタ成分を求める積算手  
段 (27) とを有するジッタ測定装置。

**【請求項 2】**

前記不連続補正手段は、  
前記瞬時位相の差分値が前記所定範囲の上限より大きい場合には、該差分値を前記所定  
範囲の幅だけ減算補正し、前記瞬時位相の差分値が前記所定範囲の下限より小さい場合に  
は、該差分値を前記所定範囲の幅だけ加算補正して、前記差分値の連続性を確保すること  
を特徴とする請求項 1 記載のジッタ測定装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】ジッタ測定装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、被測定信号のジッタ（位相雑音）を測定するジッタ測定装置において、測定分解能を低下させることなく長時間の測定を可能にするための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

データ伝送システムにおいて、伝送信号に大きなジッタが発生するとその信号を正しく伝送できなくなる。

【0003】

このため、この種のシステムやそのシステムを構成する機器が発生するジッタを測定する必要がある。

【0004】

このような目的で使用される従来のジッタ測定装置として、例えば次の特許文献1に記載されているように、被測定信号（クロック信号）にPLL回路を位相同期させ、その位相変動に対応した信号を検出するものがあったが、このようなアナログ方式のジッタ測定装置では、部品の特性のバラツキによって測定結果がバラツキ、環境変化によって再現性が悪化するという問題がある。

【0005】

また、測定範囲がPLL回路を構成する位相比較器やVCOの線形動作範囲で制限され、その測定範囲を広くするために位相比較器やVCOの感度を下げると、測定分解能が低下してしまい、高い分解能と広い測定範囲を両立させることができない。

【0006】

【特許文献1】特開2001-133492

【0007】

これらの問題を解決する技術として、特許文献2には、位相誤差の検出を数値演算処理によって行う方法が提案されている。

【0008】

【特許文献2】国際公開 WO 00/46606

【0009】

図4は、特許文献2に基づくジッタ測定装置10の構成を示すものであり、被測定信号CをA/D変換器11によってサンプリングしデジタルの信号列 $x(n)$ に変換して、直交信号生成手段12に入力する。

【0010】

ここで、信号列 $x(n)$ は、被測定信号の周波数を $f_c$ 、振幅を $A_c$ 、A/D変換のサンプリング周波数を $f_s$ 、初期位相を $\theta_c$ 、ジッタを $\phi(n)$ とすると、次のように表すことができる。

【0011】

$$x(n) = A_c \cdot \cos [2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c + \phi(n)] \cdots \cdots (1) \\ (n = 0, 1, 2, \dots)$$

【0012】

直交信号生成手段12は、ヒルベルト変換器を含み、被測定信号 $x(n)$ を互いに位相が直交する2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ に変換して、瞬時位相算出手段13に出力する。

【0013】

ここで、2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ は、上記信号列 $x(n)$ に対して以下のように表される。

【0014】

$$I(n) = x(n) = A_c \cdot \cos [2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c + \phi(n)]$$

$$Q(n) = A_c \cdot \sin [2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c + \phi(n)] \quad \dots (2)$$

【0015】

瞬時位相算出手段13は、2信号I(n)、Q(n)によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ を次の演算によって算出し、不連続補正手段14に出力する。

【0016】

$$\Theta(n) = \tan^{-1} [Q(n) / I(n)] \quad \dots (3)$$

【0017】

ここで、2信号が前式(2)で表されるとき、瞬時位相 $\Theta(n)$ は、次のように表される。

【0018】

$$\begin{aligned} \Theta(n) &= \tan^{-1} [Q(n) / I(n)] \\ &= 2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c + \phi(n) \quad \dots (4) \end{aligned}$$

【0019】

ここで、 $\tan^{-1}$ の演算によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ は、 $-\pi \sim \pi$ の範囲に制限され、nの増加に対して、図5の(a)に示すように、初期位相 $\theta_c$ に近い値からジッタによる変動を受けながら $\pi$ の近傍まで増加した後、 $-\pi$ の近傍に不連続に変化し、再び $\pi$ の近傍まで増加するという変化を繰り返すことになる。

【0020】

不連続補正手段14は、この不連続に変化する瞬時位相 $\Theta(n)$ を、図5の(b)のように、連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ に補正し、リニア位相除去手段15に出力する。

【0021】

リニア位相除去手段15は、補正された瞬時位相 $\theta(n)$ のうち、nの増加に対して線形的に増加する位相成分 $2\pi (f_c / f_s) n$ と初期位相 $\theta_c$ とを推定し、その和をリニア位相成分L(n)として瞬時位相 $\theta(n)$ から減じ、図5の(c)に示すようなジッタ成分 $\phi(n)$ を求め、ジッタ量検出手段16に出力する。

【0022】

ジッタ量検出手段16は、リニア位相除去手段15から出力されるジッタ成分 $\phi(n)$ に基づいて、被測定信号Cのジッタ量を検出する。

【0023】

このジッタ量は、ジッタ成分 $\phi(n)$ の最大振幅(p-p値)や実効値(rms)、あるいは、振幅確率分布(ヒストグラム)、FFT演算によって得られたスペクトラム値等であり、そのいずれかあるいは組合せであってもよい。

【0024】

このように数値演算処理によって、被測定信号のジッタを測定する装置であれば、前記したアナログ方式のものに比べて、部品の特性のバラツキや環境変化による精度の低下がなく、高い再現性で測定可能となり、また、演算ビット数を多くすることで、広い測定範囲と高い測定分解能を両立させることができる。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0025】

しかしながら、上記したジッタ測定装置10のように、連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ からリニア位相成分L(n)を減じることで、ジッタ成分 $\phi(n)$ を求める方法では、最長測定時間が制限されてしまい、それ以上長時間の測定ができないという問題がある。

【0026】

即ち、上記の連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ およびリニア位相成分L(n)は、nの増加、即ち測定時間の経過とともに増加する。

【0027】

したがって、不連続補正手段14が出力可能な瞬時位相 $\theta(n)$ のビット数によって最

長測定時間が制限される。

【0028】

例えば、瞬時位相  $\theta(n)$  のビット数を 48 ビットにした場合、瞬時位相  $\theta(n)$  に含まれるリニア位相成分、

$$L(n) = 2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c$$

のうち、 $2\pi (f_c / f_s)$  を 16 ビットで表すと、 $n$  は残りの 32 ビットが取り得る範囲に制限される。この場合、サンプリング周波数  $f_s$

が 100 MHz であれば、最長測定時間は、( $n$  の最大値) /  $f_s \div 43$  (秒) に制限されてしまい、これより長時間 (例えば数分以上) のジッタ測定を行うことは不可能である。

【0029】

本発明は、この問題を解決して、最長測定時間を制限することなく、ジッタ測定を高精度に行うことができるジッタ測定装置を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0030】

前記目的を達成するために、本発明のジッタ測定装置は、  
被測定信号を直交 2 信号に変換する直交信号生成手段 (22) と、  
前記直交 2 信号によって決まる瞬時位相を所定範囲内で求める瞬時位相算出手段 (23) と、

前記瞬時位相の差分値を検出する差分値検出手段 (24) と、  
前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して連続性を確保する不連続補正手段 (25) と、

前記不連続補正手段によって連続性が確保された差分値から直流成分を除去する直流分除去手段 (26) と、

前記直流成分が除去された差分値を積算して、被測定信号のジッタ成分を求める積算手段 (27) とを有している。

【0031】

また、本発明の請求項 2 のジッタ測定装置は、請求項 1 記載のジッタ測定装置において、

前記不連続補正手段は、

前記瞬時位相の差分値が前記所定範囲の上限より大きい場合には、該差分値を前記所定範囲の幅だけ減算補正し、前記瞬時位相の差分値が前記所定範囲の下限より小さい場合には、該差分値を前記所定範囲の幅だけ加算補正して、前記差分値の連続性を確保することを特徴としている。

【発明の効果】

【0032】

このように、本発明のジッタ測定装置は、直交 2 信号から瞬時位相を所定範囲内で求め、その差分値を算出し、差分値に対して連続性を確保するための補正を行い、連続性が確保された差分値から直流分を除去し、これを積算することでジッタ成分を求めている。

【0033】

このため、演算ビット数としては、瞬時位相を求めるときの所定範囲の 2 倍の範囲内で差分値を必要な精度で得るためのビット数があれば十分であり、そのビット数に制限されることなく、長時間にわたるジッタ測定が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0034】

以下、図面に基づいて本発明の実施の形態を説明する。

図 1 は、本発明を適用したジッタ測定装置 20 の構成を示している。

【0035】

図 1 において、A/D 変換器 21 および直交信号生成手段 22 は、前記した従来のジッタ測定装置 10 の A/D 変換器 11 および直交信号生成手段 12 と同等である。

## 【0036】

即ち、A/D変換器21は、アナログの被測定信号Cをサンプリングしデジタルの信号列 $x(n)$ に変換して、直交信号生成手段22に出力する。

## 【0037】

ここで、信号列 $x(n)$ は、前記同様に、被測定信号の周波数を $f_c$ 、振幅を $A_c$ 、A/D変換のサンプリング周波数を $f_s$ 、初期位相を $\theta_c$ 、ジッタを $\phi(n)$ としたとき、前記式(1)で表される。

## 【0038】

直交信号生成手段22は、ヒルベルト変換器を含み、被測定信号 $x(n)$ を、前記式(2)で表される2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ に変換して、瞬時位相算出手段23に出力する。

## 【0039】

瞬時位相算出手段23は、信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ を、前記式(3)の演算によって $-\pi \sim \pi$ の範囲(所定範囲)内で求め、差分値検出手段24に出力する。

## 【0040】

差分値検出手段24は、次の演算によって、瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ を検出し、不連続補正手段25に出力する。

## 【0041】

$$\Delta\Theta(n) = \Theta(n) - \Theta(n-1) \quad \dots\dots (5)$$

ただし、 $\Theta(-1) = 0$

## 【0042】

ここで、 $\Delta\Theta(n)$ の理論値は、以下のように表される。

## 【0043】

$$\begin{aligned} \Delta\Theta(n) &= \Theta(n) - \Theta(n-1) \\ &= [2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)] \\ &\quad - [2\pi(f_c/f_s)(n-1) + \theta_c + \phi(n-1)] \\ &= 2\pi(f_c/f_s) + \phi(n) - \phi(n-1) \quad \dots\dots (6) \end{aligned}$$

## 【0044】

上式(6)で $2\pi(f_c/f_s)$ は定数(直流分)である。

## 【0045】

不連続補正手段25は、差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して以下の演算処理を行い、その不連続点を補正して、連続性が確保された差分値 $\Delta\theta(n)$ を、直流分除去手段26に出力する。

## 【0046】

$$\begin{aligned} \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) & (-\pi \leq \Delta\Theta(n) \leq \pi) \\ \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) + 2\pi & (-\pi > \Delta\Theta(n)) \\ \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) - 2\pi & (\Delta\Theta(n) > \pi) \end{aligned} \quad \dots\dots (7)$$

## 【0047】

直流分除去手段26は、不連続補正手段25によって連続性が確保された差分値 $\Delta\theta(n)$ から、直流分 $D_c$ を除去し、その直流分が除去された差分値 $\Delta\phi(n)$ を積算手段27に出力する。

## 【0048】

ここで、直流分 $D_c$ の理論値は $2\pi(f_c/f_s)$ であるから、差分値 $\Delta\phi(n)$ の理論値は、

$$\Delta\phi(n) = \phi(n) - \phi(n-1) \quad \dots\dots (8)$$

となる。

## 【0049】

この直流分除去手段26は、例えば、A/D変換器21のサンプリング周波数 $f_s$ およ

び被測定信号Cの周波数 $f_c$

が既知であれば、図2の(a)のように、 $2\pi(f_c/f_s)$ の値を求めてメモリ26aに記憶しておき、減算手段26bにより、メモリ26aの記憶値を差分値 $\Delta\theta(n)$ から減算する構成で実現できる。

#### 【0050】

また、被測定信号Cの周波数 $f_c$ が未知で、 $2\pi(f_c/f_s)$ の値が不明の場合、図2の(b)のように、ジッタ測定に先立って平均値算出手段26cによって差分値 $\Delta\theta(n)$ の平均値Hを直流分として求めておき、減算手段26bによって、測定時に入力される差分値 $\Delta\theta(n)$ から平均値Hを減じて、直流分を除去してもよい。

#### 【0051】

また、検出対象のジッタ成分の下限周波数 $f_j$ (例えば10Hz)が指定されている場合には、直流分除去手段26として、カットオフ周波数 $f_j$ のハイパスフィルタを用いて、差分値 $\Delta\theta(n)$ からその直流分を除去してもよい。

#### 【0052】

積算手段27は、直流分が除去された差分値 $\Delta\phi(n)$ に対して次の積算演算を行い、その積算結果 $U(n)$ を被測定信号Cのジッタ成分として、ジッタ量検出手段28に出力する。

#### 【0053】

$$U(n) = \sum \Delta\phi(i) \quad \dots\dots (9)$$

ただし、記号 $\sum$ は、 $i = 0 \sim n$ の総和を示す

#### 【0054】

$U(n)$ を理論展開すると、

$$\begin{aligned} U(n) &= [\phi(0) - \phi(-1)] \\ &\quad + [\phi(1) - \phi(0)] \\ &\quad + [\phi(2) - \phi(1)] \\ &\quad + \dots\dots\dots \\ &\quad + [\phi(n) - \phi(n-1)] \\ &= \phi(n) - \phi(-1) \end{aligned}$$

となる。

#### 【0055】

ここで、 $\phi(-1) = 0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる。

#### 【0056】

ジッタ量検出手段28は、前記した従来装置10のジッタ量検出手段16と同様に、ジッタ成分 $\phi(n)$ の最大振幅(p-p値)、実効値(rms)、振幅確率分布(ヒストグラム)、FFTによるスペクトラム等を求め、図示しない表示器等に出力する。

#### 【0057】

次の上記構成のジッタ測定装置20の動作を説明する。

被測定信号CがA/D変換器21によってサンプリングされ、デジタルの信号列 $x(n)$ に変換されて、直交信号生成手段22に入力されて、その信号列 $x(n)$ について互いに直交する2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ が得られる。

#### 【0058】

この2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ は、瞬時位相算出手段23に入力され、2信号で決まる瞬時位相 $\theta(n)$ が $-\pi \sim \pi$ の範囲(所定範囲)内で求められる。

#### 【0059】

この瞬時位相 $\theta(n)$ は、図3の(a)に示しているように、初期位相 $\theta_c$ 近傍から、ジッタによる変動を受けながら $n$ の増加にともなって $\pi$ の近傍まで増加した後、 $-\pi$ の近傍まで不連続に変化し、再び増加するという変化を繰り返す。

#### 【0060】

また、図示していないが、 $\pi$ の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化した直後にジッタの



影響で再び $\pi$ の近傍に不連続に変化する場合もある。

【0061】

一方、この瞬時位相 $\Theta(n)$ を受けた差分値検出手段24からは、図3の(b)のように、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が順次算出される。

【0062】

この差分値 $\Delta\Theta(n)$ は、瞬時位相 $\Theta(n)$ が、例えば $\pi$ の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化したとき、 $-\pi$ より小さい値に不連続に変化する。

【0063】

また、図示していないが、瞬時位相 $\Theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から $\pi$ の近傍に不連続に変化したとき、 $\pi$ より大きな値に不連続に変化する。

【0064】

このような差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続な変化は、図3の(c)のように、不連続補正手段25によって補正される。

【0065】

即ち、不連続補正手段25は、差分値 $\Delta\Theta(n)$ が所定範囲内にあるときにはその差分値をそのまま出力し、瞬時位相 $\Theta(n)$ が $\pi$ の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化して、差分値 $\Delta\Theta(n)$ が $-\pi$ より小さくなったときには、その差分値 $\Delta\Theta(n)$ を所定範囲の幅に相当する $2\pi$ だけ加算補正して、連続性を確保する。また、瞬時位相 $\Theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から $\pi$ の近傍に不連続に変化して、差分値 $\Delta\Theta(n)$ が $\pi$ より大きくなったときには、その差分値 $\Delta\Theta(n)$ を $2\pi$ だけ減算補正して、連続性を確保する。

【0066】

このようにして連続性が確保された差分値 $\Delta\theta(n)$ には、 $2\pi(f_c/f_s)$ 相当の直流分Dcが重畳しているが、この直流分は、図3の(d)のように、直流分除去手段26によって除去される。

【0067】

そして、直流分が除去された差分値 $\Delta\phi(n)$ が積算手段27によって積算されて、図3の(e)に示すような被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ が求められ、ジッタ量検出手段28に出力される。

【0068】

ジッタ量検出手段28は、このジッタ成分 $\phi(n)$ について、その最大振幅値(p-p値)、実効値(rms)、ヒストグラムあるいはスペクトラムを求めて図示しない表示器等に表示出力する。

【0069】

以上説明したように、実施形態のジッタ測定装置20では、被測定信号から生成した直交2信号I(n)、Q(n)によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ を $-\pi$ から $\pi$ の範囲(所定範囲)内で求め、その差分値 $\Delta\Theta(n)$ を算出し、差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して連続性を確保するための補正を行い、連続性が確保された差分値 $\Delta\theta(n)$ から直流分を除去し、これを積算することで、ジッタ成分 $\phi(n)$ を求めている。

【0070】

このため、演算ビット数としては、nの数(即ち、測定時間)に関わらず、 $-2\pi$ から $2\pi$ (瞬時位相を求めるときの所定範囲の2倍の範囲)までの差分値 $\Delta\Theta(n)$ を必要な精度で得るためのビット数(例えば16ビット)があれば十分であり、そのビット数に制限されることなく、長時間にわたるジッタ測定が可能となる。

【0071】

なお、上記実施形態では、瞬時位相 $\Theta(n)$ を $-\pi \sim \pi$ の範囲で求めていたが、この範囲は $-\pi \sim \pi$ に限定されるものではなく、予想されるジッタの大きさに応じて任意に設定することができ、例えば少ないジッタを測定する場合には、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲にしてもよい。

【0072】

また、ここでは、被測定信号Cがアナログ信号の場合で説明したが、デジタル化され

た測定信号のジッタを測定する場合には、その測定信号を直交信号生成手段 22 に直接入力すればよい。

【図面の簡単な説明】

【0073】

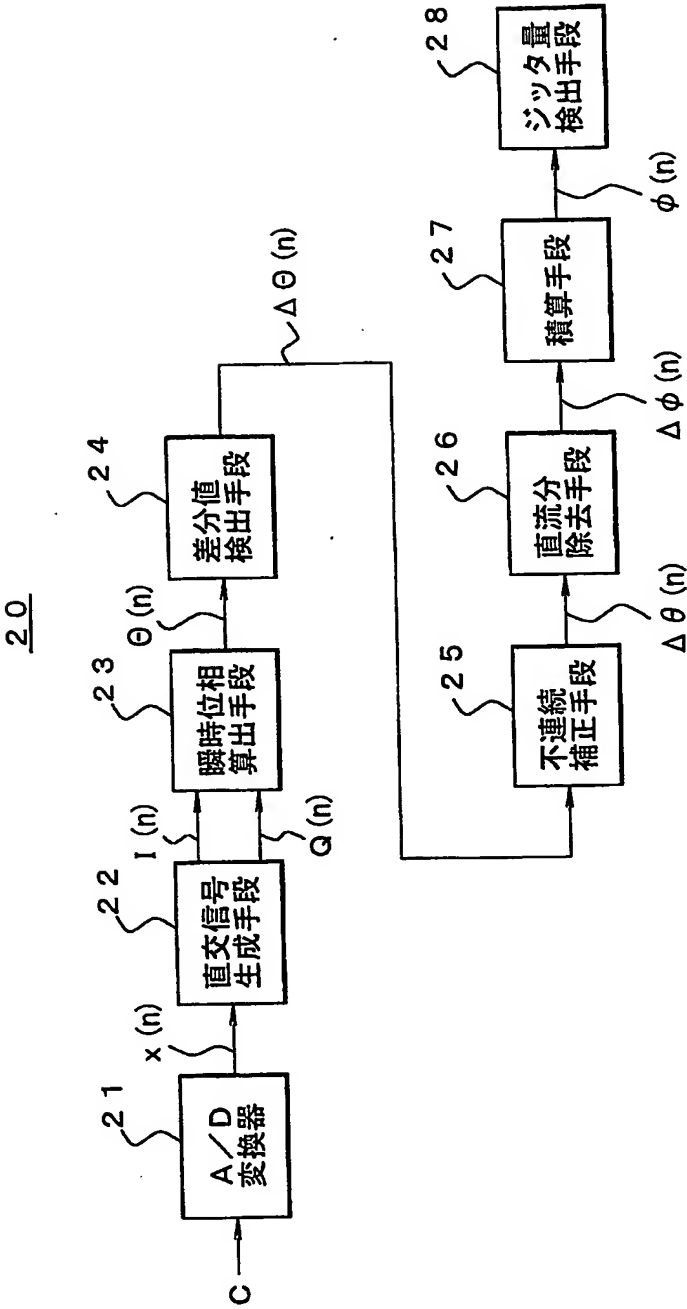
- 【図 1】 本発明の実施形態の構成を示すブロック図
- 【図 2】 実施形態の要部の構成例を示す図
- 【図 3】 実施形態の動作を説明するための信号波形図
- 【図 4】 従来装置の構成を示すブロック図
- 【図 5】 従来装置の動作を説明するための信号波形図

【符号の説明】

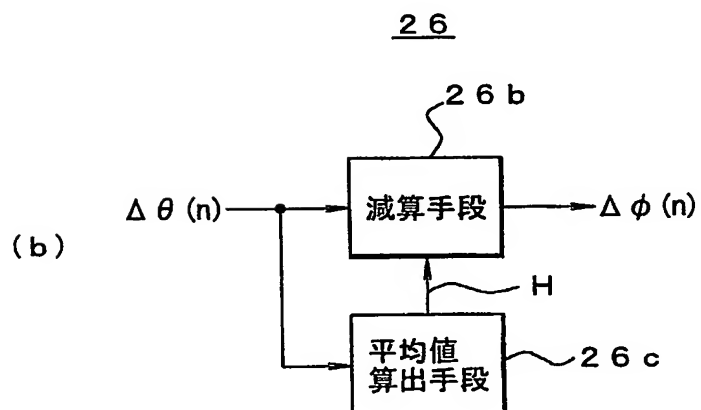
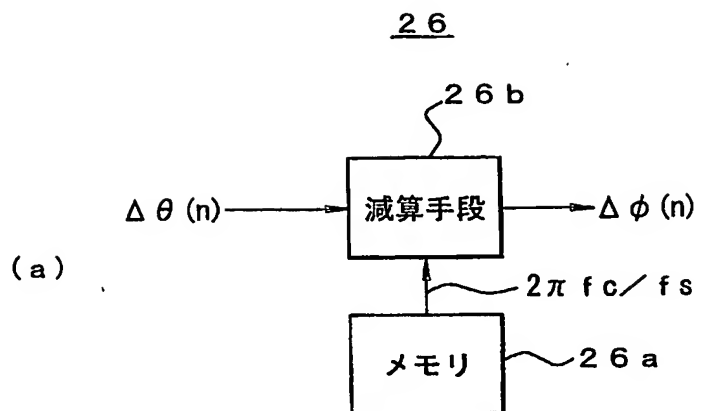
【0074】

20……ジッタ測定装置、21……A/D変換器、22……直交信号生成手段、23…  
…瞬時位相算出手段、24……差分値検出手段、25……不連続補正手段、26……直流  
分除去手段、26a……メモリ、26b……減算手段、26c……平均値算出手段、27  
……積算手段、28……ジッタ量検出手段

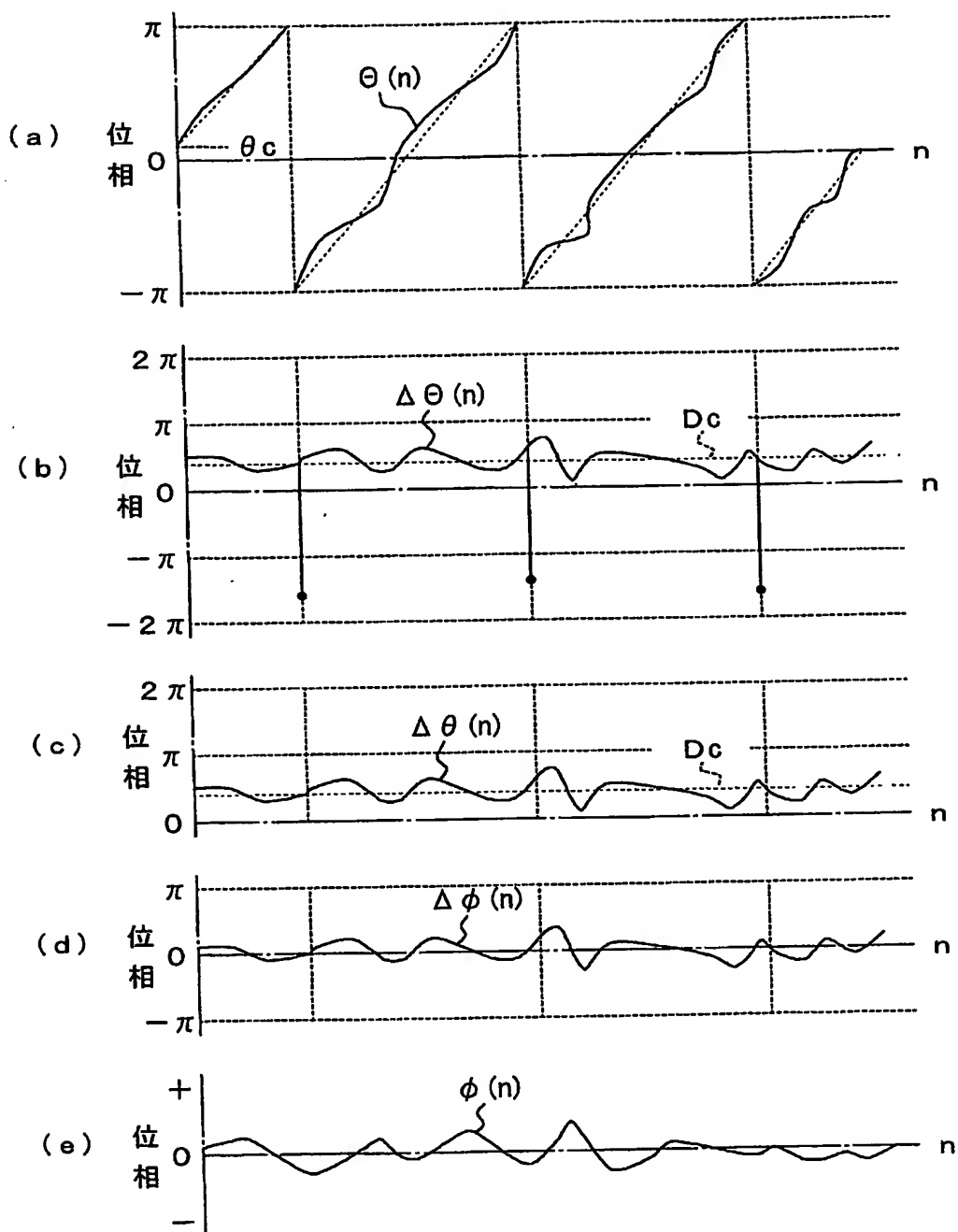
【書類名】 図面  
【図1】



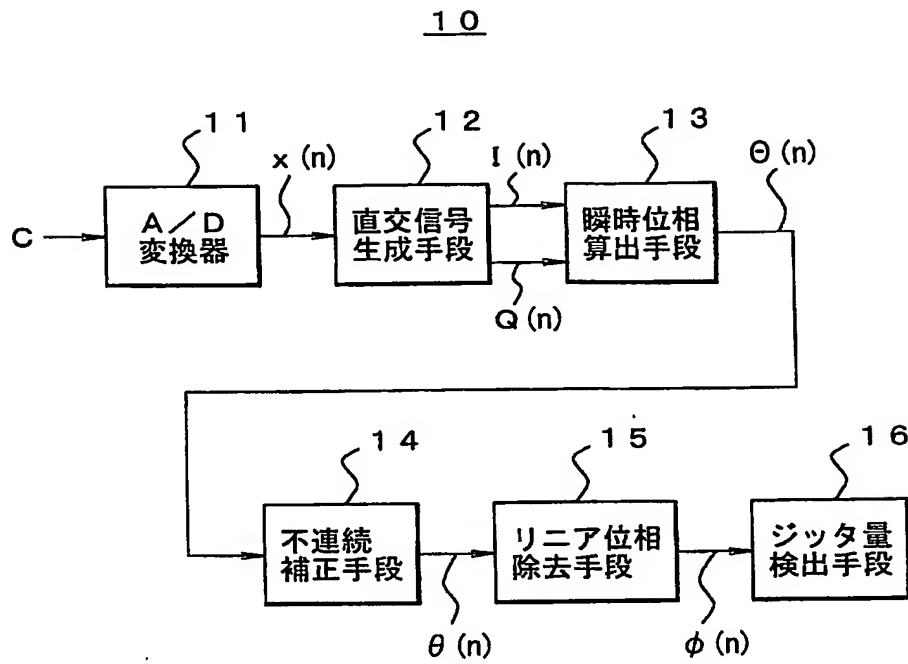
【図 2】



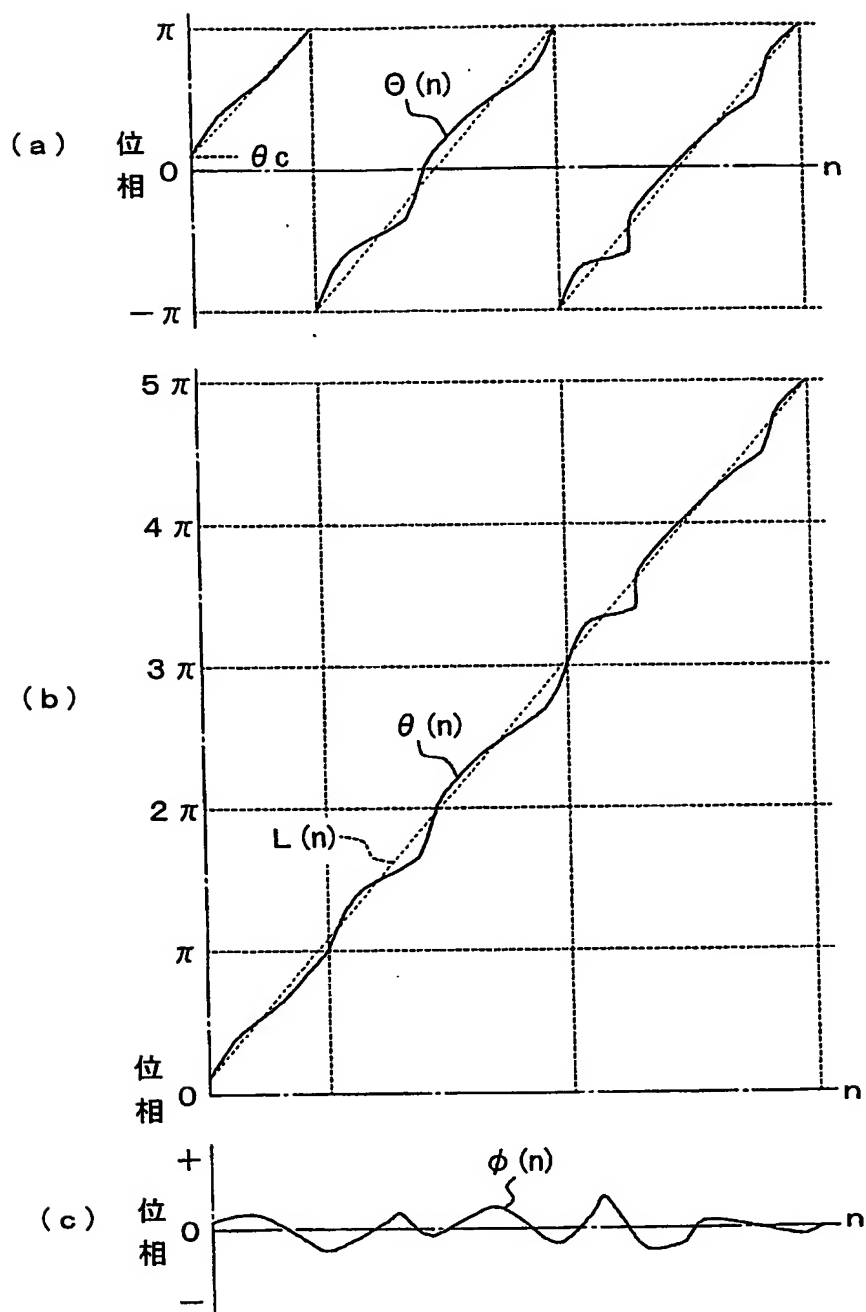
【図 3】



【図 4】



【図 5】



## 【書類名】要約書

## 【要約】

【課題】 最長測定時間を制限することなく、ジッタ測定を高精度に行う。

【解決手段】 直交信号生成手段 22 によって生成された直交 2 信号  $I(n)$ 、 $Q(n)$  によって決まる瞬時位相  $\theta(n)$  を、瞬時位相算出手段 23 によって  $-\pi$  から  $\pi$  の範囲内で求め、その差分値  $\Delta\theta(n)$  を差分値検出手段 24 によって算出し、その差分値  $\Delta\theta(n)$  に対して連続性を確保するための補正を不連続補正手段 25 によって行い、連続性が確保された差分値  $\Delta\theta(n)$  から直流分除去手段 26 によって直流分を除去し、その結果を積算手段 27 によって積算してジッタ成分  $\phi(n)$  を求める。

【選択図】 図 1



認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 3 9 0 5 6 0
受付番号	5 0 3 0 1 9 1 6 2 6 0
書類名	特許願
担当官	第四担当上席 0 0 9 3
作成日	平成 1 5 年 1 1 月 2 1 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】 平成 15 年 11 月 20 日

特願 2003-390560

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000000572]

1. 変更年月日

2003年 6月27日

[変更理由]

住所変更

住 所

神奈川県厚木市恩名1800番地

氏 名

アンリツ株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**